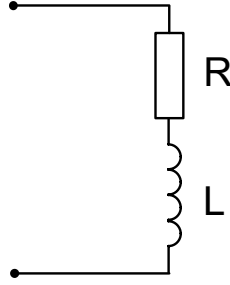


8. ANALOG İŞARET İŞLEME

8.1. Aktif süzgeç yapılarına genel bakış

Belirli frekanslardaki işaret bileşenlerini geçiren, diğerlerini ise olabildiğince zayıflatan devreler süzgeç olarak isimlendirilirler. Geçmişte kullanılan süzgeç yapıları pasif süzgeçler olarak tasarlanmışlardır. Bu tür devreler direnç (R), bobin (L) ve kondansatör (C) elemanlarından oluşan yapılardır. Ancak, L elemanı içeren yapıların bazı sakıncalı yanları bulunmaktadır:



Şekil-8.1. L elemanının eşdeğer devresi.

1. L elemanları kayıplı elemanlardır. Özellikle, düşük frekanslı uygulamalarda, bu durum kendini daha fazla belli etmektedir. L elemanı Şekil-8.1'deki gibi bir eşdeğer devre ile gösterilebilir. L elemanları için değer katsayısı (kalite faktörü)

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L}{R}$$

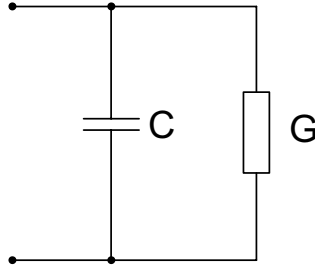
biçiminde tanımlanır. Q_L değer katsayısının alabileceği maksimum değer, pratikte yaklaşık olarak 1000 civarındadır.

2. Düşük frekanslarda L elemanlarının boyutları ve ağırlığı büyük olur.

3. L elemanları, genellikle, ferromagnetik malzeme içerirler. Ferromagnetik malzeme içeren L elemanları nonlineer özellik gösterirler ve istenmeyen harmonik bileşenleri oluştururlar.

4. L elemanları etrafa elektromagnetik dalga yayarlar ve aynı zamanda çevredeki elektromagnetik alanlardan etkilenebilirler. Dolayısıyla, bu elemanların devreye fazladan gürültü bileşenleri getirecekleri açıktır.

5. Q_L değer katsayısı L elemanlarının lineer boyutlarının karesi ile orantılıdır, bu nedenle L elemanlarının boyutları Q_L değer katsayısında düşmeye neden olmayacak biçimde seçilmek zorundadır.



Şekil-8.2. C elemanının eşdeğer devresi.

C elemanının eşdeğer devresi Şekil-8.2'deki gibi verilebilir. C elemanının değer katsayısı

$$Q_C = \frac{\omega \cdot C}{G}$$

biçiminde tanımlanır. Q_C değer katsayısının kondansatörün fiziksel boyutlarından bağımsız olduğu gösterilebilir. Q_C değer katsayısının değeri oldukça yüksektir ve pratik olarak 10000 mertebesindedir.

Yukarıda bahsedilen nedenlerden ötürü, işlemsel kuvvetlendiricilerin ucuzlamaya başladığı son yirmibeş yılda aktif RC süzgeçlerinin oluşturulması için oldukça fazla gayret sarf edilmiştir. Tasarımcıların ilk çelişkisi, işlemsel kuvvetlendiricilerin bipolar teknolojiyle mi yoksa MOS teknolojiyle mi gerçekleştirilmesi konusunda olmuştur. Tümlleştirme açısından her iki teknolojinin de uygun olmasına karşılık, MOS işlemsel kuvvetlendiriciler tercih edilmektedir. Bunun ilk nedeni, MOS tümdevre teknolojisinde oldukça yüksek değerli C elemanlarının da gerçekleştirilebilmesi, bu C elemanlarında oldukça uzun süreler boyunca yükün saklanabilmesinin yanısıra yükün sürekli olarak kontrol edilebilmesidir. MOS tranzistorlar kesimde iken bu elemanlardan akan akım pA'ler

mertebesinde olur. MOS tranzistorların giriş dirençlerinin çok büyük olması ve pratik olarak sonsuz kabul edilebilmesi nedeniyle, düşük frekanslı giriş işaretlerinde bile yükün algılanabilmesi mümkün olmaktadır.

Daha önce de belirtildiği gibi MOS teknolojisi ile oldukça kaliteli C elemanlarının gerçekleştirilmesi mümkündür. Ancak, büyük değerli C elemanlarının kullanılmasının kırkım üzerinde büyük alan kaplanacağı anlamına geleceği dikkate alınır, değer açısından bir üst sınırla karşılaşılacağı açıktır. Pratikte, 100pF'dan daha büyük değerli C elemanlarının gerçekleştirilmesi yoluna, gerek görülmedikçe, gidilmemektedir.

Aktif elemanların ve C elemanlarının aynı kırkım üzerinde gerçekleştirilebilmesini sağlaması nedeniyle, MOS teknolojisi aktif süzgeç gerçekleştirilmesine son derece uygun düşmektedir. Bu teknolojiyle gerçekleştirilen çeşitli tipten aktif süzgeç yapıları bulunmaktadır; bunların arasında **s-C süzgeçleri**, **OTA-C süzgeçleri** ve **akım taşıyıcı-RC süzgeçleri** sayılabilir. Bu bölümde temel süzgeç yapıları ele alınarak incelenecektir.

8.2. s-C süzgeçleri

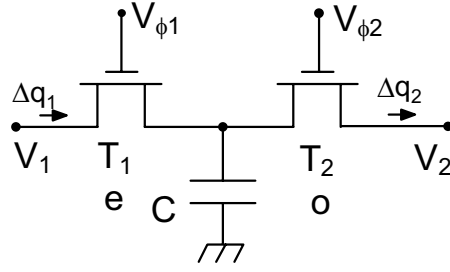
Birçok uygulamada çok dar bantlı süzgeç yapılarına gereksinme duyulur; bu özelliği sağlayan ve tümleştirmeye elverişli en önemli süzgeç yapılarından biri de s-C süzgeçleridir. Aktif s-C süzgeçlerinin çalışma ilkesi, bir kondansatörden akan akımın değerinin açılıp kapanan anahtarlarla kontrol edilmesine dayanır. Aktif s-C süzgeci sentezinde son derece önemli bir yer tutan Şekil-8.3'deki düzen ele alınsın ve bu düzenin analizi yapılsın. e anahtarı kapatılır ve o anahtarı açılırsa, önceden V_2 geriliminin etkisi ile yüklenmiş olan C kondansatörü, bu defa V_1 gerilimine bağlı olarak dolacaktır. Bu durumda C kondansatöründeki yük değişimi

$$\Delta q_1 = C.(V_1 - V_2) \quad (8.1)$$

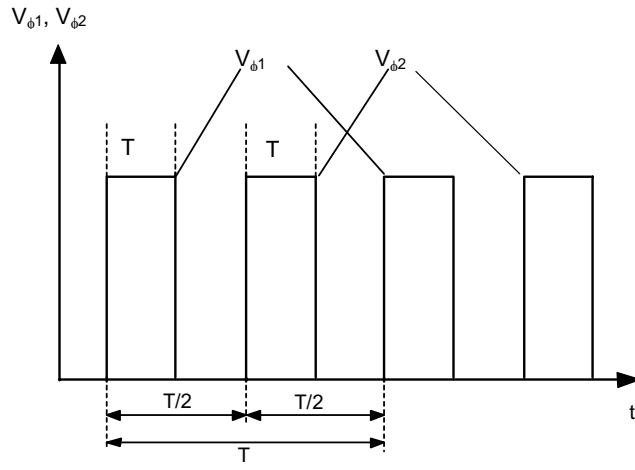
olur. o anahtarı kapatılır ve e anahtarı açılırsa, önceden V_1 geriliminin etkisiyle dolmuş olan C elemanı bu defa V_2 geriliminin etkisi ile boşalacaktır. Bu durumda C kondansatöründeki yük değişimi

$$\Delta q_2 = C.(V_1 - V_2) \quad (8.2)$$

olur. Görüleceği gibi



(a)



(b)

Şekil-8.3. Anahtarlamalı kondansatör yapısı ve dalga şekilleri.

$$\Delta q_2 = \Delta q_1$$

olmaktadır. Her τ saat darbesi süresi boyunca $C.(V_1 - V_2)$ yükü C kapasitesine aktarılmakta, diğer τ darbe süresi boyunca da buradan çekilmektedir. Ortalama akım değeri hesaplanırsa

$$i = \frac{\Delta q_1}{T} = \frac{\Delta q_2}{T} = \frac{C}{T} \cdot (V_1 - V_2) \quad (8.3)$$

bulunur. Direnç elemanı için akım-gerilim ilişkisinin

$$i = \frac{1}{R} \cdot (V_1 - V_2)$$

biçiminde tanımlandığı dikkate alınır, kapasite için bulunan akım değerinin de Ohm yasasını sağlayacağı açıktır. Bu durumda Şekil-8.3'deki devrenin T/C değerinde bir direnç özelliği göstereceği söylenebilir.

Aktif s-C integratörü

Aktif s-C integratörü yapısı Şekil-8.4'de gösterilmiştir. Yapı, Şekil-8.5'de verilen klasik integral alıcıya karşı düşmektedir. Klasik devrede R direnci yerine bir s-C anahtarı konursa, Şekil-8.4'deki yapı elde edilir. Bu devrenin analizi yapılırsa, yapının transfer fonksiyonu

e anları için

$$H_1(z) = \frac{V_2^e(z)}{V_1^e(z)} = -\frac{C_1 / C_2}{z - 1} \quad (8.4)$$

o anları için

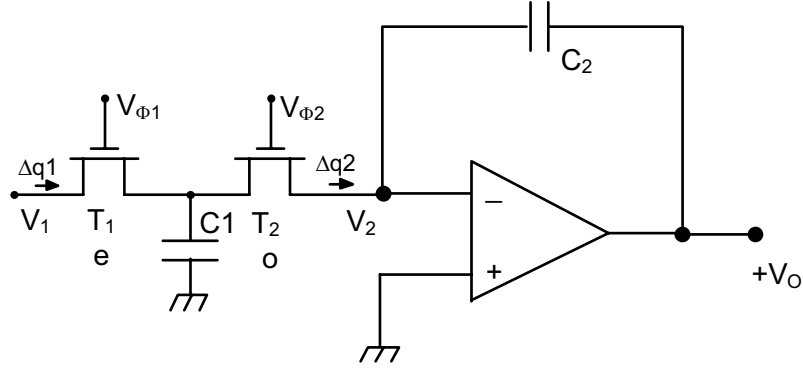
$$H_3(z) = \frac{V_2^o(z)}{V_1^o(z)} = -\frac{(C_1 / C_2) \cdot z^{-1/2}}{z - 1} \quad (8.5)$$

olarak ifade edilebilir.

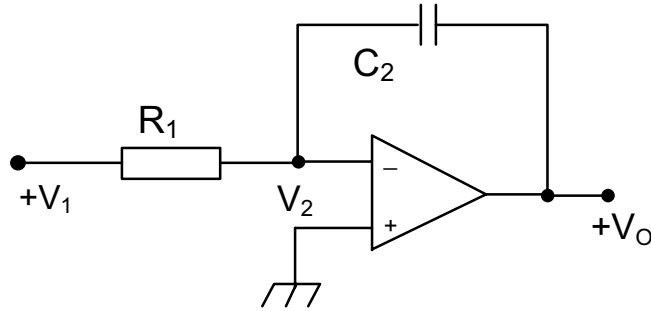
Yapının s domenindeki transfer fonksiyonunu bulmak için z yerine e^{st} konması gerekir. Ancak, $|\tau s| \ll 1$ ise $e^{st} \approx 1 + \tau s$ olur; bu durumda

$$H_1(s) = \frac{V_2^e(s)}{V_1^e(s)} = -\frac{C_1 / C_2}{\tau \cdot s}$$

$$H_3(s) = \frac{V_2^o(s)}{V_1^o(s)} = -\frac{C_1 / C_2}{\tau \cdot s}$$



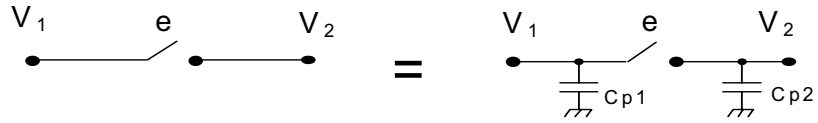
Şekil-8.4. Aktif s-C integratör yapısı.



Şekil-8.5. Klasik integratör yapısı.

elde edilir. Dolayısıyla, $|\tau s| \ll 1$ iken bu yapı bir integral alıcı gibi çalışır. $|\tau s| \ll 1$ olması; $\omega \ll f_s$ anlamına gelir. Başka bir deyişle, çalışılan frekans örnekleme frekansından çok daha küçük olmalıdır.

parazitik etkiler

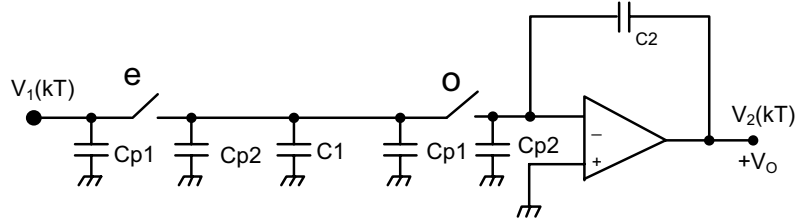


Şekil-8.6. Parazitik kapasiteler.

Aktif s-C süzgeçlerinde kullanılan anahtarlar hiçbir zaman ideal anahtar özelliğini sağlayamayacaklarından, anahtarın giriş ve çıkış uçlarıyla toprak arasına gelen parazitik kapasiteler bulunacaktır. Başka bir deyişle, anahtarın eşdeğer devresi Şekil-8.6'daki gibi olur. Bazı durumlarda bu parazitik kapasiteler, aktif süzgeç yapılarında kullanılan süzgeç kapasitelerine paralel olarak gelirler ve çalışma koşullarını değiştirirler. Yukarıda ele alınan integratör devresinde parazitik kapasiteler de dikkate alınır Şekil-8.7'deki devre elde edilir. Devreden fark edilebileceği gibi, integratör devresinde toplam C kapasitesi artmaktadır. Devre analiz edilerek yeni durumdaki kazanç hesaplanırsa

$$H_1(z) = \frac{V_2^e(z)}{V_1^e(z)} = -\frac{\frac{C_1}{C_2} \cdot \left(I + \frac{C_p}{C_1} \right)}{z-1} \quad (8.6)$$

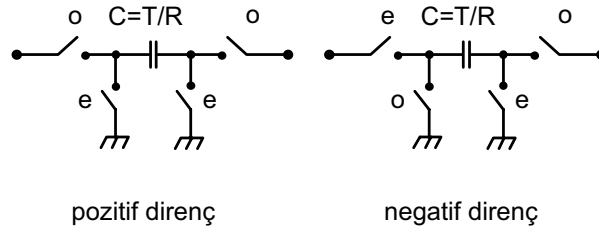
$$H_3(z) = \frac{V_2^o(z)}{V_1^o(z)} = -\frac{\frac{C_1}{C_2} \cdot \left(I + \frac{C_p}{C_1} \right) \cdot z^{-1/2}}{z-1} \quad (8.7)$$



Şekil-8.7. Parazitik kapasitelerin integratöre etkisi

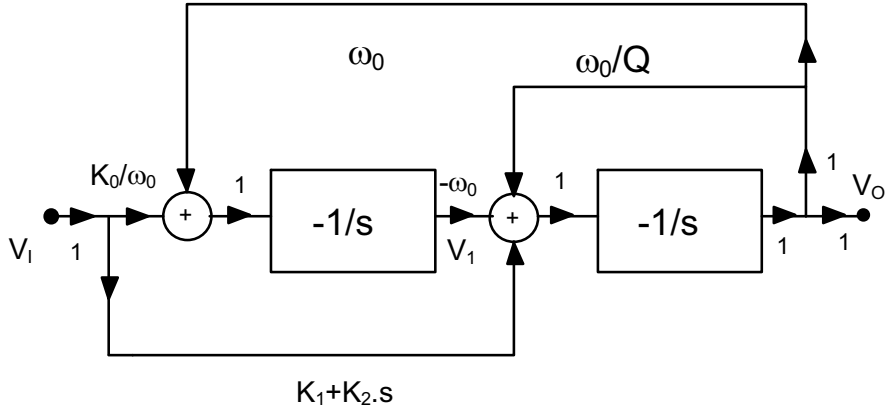
bulunur. Burada $C_p = C_{p2} + C_{p3}$ dür. Dolayısıyla, bir kazanç hatası ortaya çıkacağı açıktır. Bu olumsuz etkiyi gidermek için $C_1 \gg C_p$ seçilmesi gerekir. Bu da pratik olarak $C_1 \geq 100$ pF olması anlamına gelir ki, ortaya çıkacak değerın tümleştirme açısından pek uygun olmayacağı açıktır.

Bütün bu etkilerden dolayı parazitik kapasitelerden yalıtılmış ve direnç yerine geçen s-C yapıları kullanılır. Pozitif ve negatif direnç yapıları Şekil-8.8'de gösterilmiştir.



Şekil-8.8. Pozitif ve negatif direnç yapıları.

İkinci dereceden aktif s-C süzgeci tasarımı



Şekil-8.9. s domeninde genel aktif süzgeç yapısına ilişkin blok şema.

z domeninde

$$H(z) = \frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + 1} \quad (8.8)$$

şeklindeki transfer fonksiyonuna s domeninde karşı düşen transfer fonksiyonu

$$z = 1 + \tau.s \quad , \quad \omega\tau \ll 1$$

için

$$z = \exp(s\tau)$$

alınarak bulunabilir. Bu şekilde bulunacak olan transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (8.9)$$

8.10

olur. s domeninde bu bağıntıya karşı düşen blok diyagram Şekil-8.9'da gösterilmiştir. Burada transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + \frac{\omega_P}{Q_P} s + \omega_P^2} \quad (8.10)$$

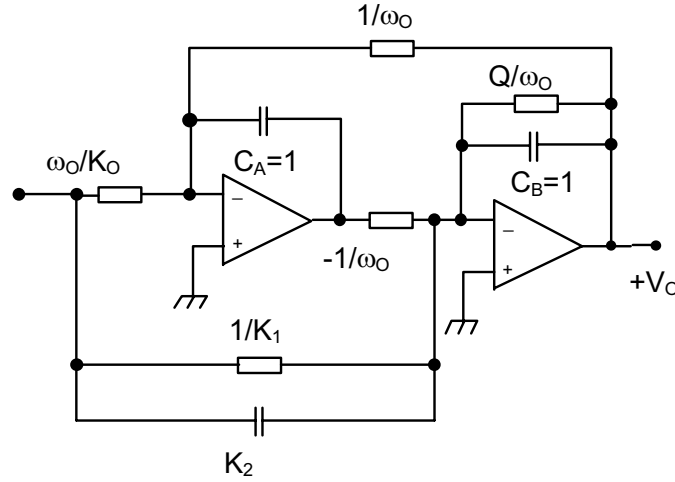
şeklinde düzenlenmiş ve blok diyagram buna göre çizilmiştir. Bu blok diyagrama karşı düşen aktif RC süzgeci yapısı Şekil-8.10'da verilmiştir.

Bu aktif süzgeç yapısını aktif s-C yapısına dönüştürmek için parazitik kapasitelerden yalıtılmış s-C (negatif ve pozitif) düzenleri kullanılmıştır. Aktif s-C süzgeci yapısı Şekil-8.11'de görülmektedir. Şekil-8.11'deki devreye ilişkin kapasite değerleri

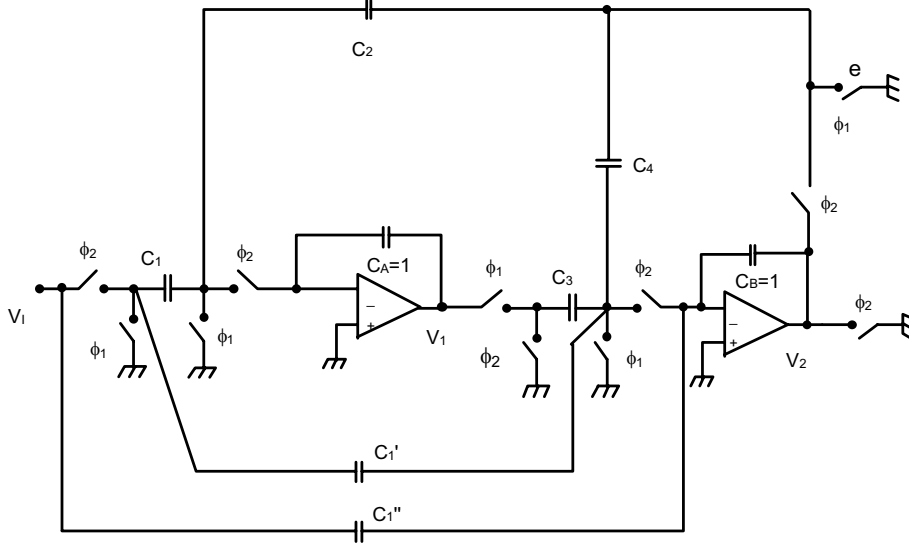
$$C_1 = \frac{\tau \cdot k_0}{\omega_P}, \quad C_2 = C_3 = \omega_P \cdot \tau$$

$$C_4 = \frac{\omega_P \cdot \tau}{Q_P}, \quad C_1' = k_1 \cdot \tau, \quad C_1'' = k_2$$

bağıntılarıyla hesaplanabilir.



Şekil-8.10. İkinci derece aktif RC süzgeç yapısı.



Şekil-8.11. Aktif s-C süzgeç yapısı.

8.3 CMOS OTA-C aktif süzgeçleri

İşlemsel kuvvetlendiricilerden daha geniş bantlı olmaları ve eğimlerinin kontrol edilebilir olması nedeniyle OTA'lar da gittikçe yaygınlaşarak kullanım alanı bulmaktadır. Yine, CMOS teknolojisi ile kolayca tümleştirilebilmeleri nedeniyle, OTA-C aktif süzgeçleri de yaygınlaşmakta ve bu alanda gerek OTA gerekse aktif süzgeç gerçekleştirilmesi için yeni devre topolojileri önerilmektedir.

Aktif süzgeç yapılarında kullanılmaya elverişli OTA yapılarından biri olan simetrik CMOS-OTA ve türevleri, geniş bantlı olmaları, eğimlerinin I_A kutuplama akımı ile kontrol edilebilmesi, yapılarının tümleştirmeye uygun ve basit olması gibi nedenlerden dolayı yaygın bir kullanım alanı bulmakta, OTA-C süzgeç yapılarının yanısıra, analog çarpma devreleri ve yüksek frekans osilatörlerinin gerçekleştirilmesi amacıyla da bu devre yapılarından yararlanılmaktadır.

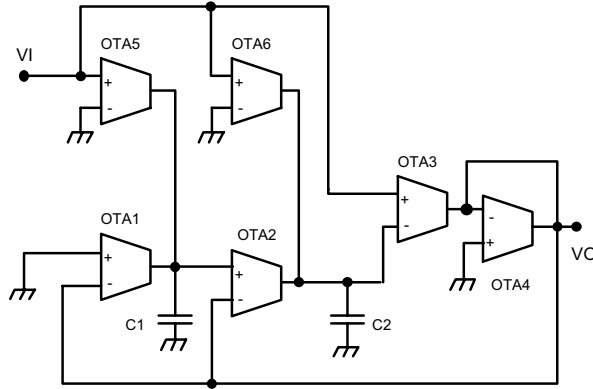
Bu amaca yönelik çeşitli çalışmalarda, minimum sayıda OTA ve bir ucu topraklanmış kondansatörlerle kurulan bikuadratik aktif süzgeçler gerçekleştirilmesi

8.12

için devre sentezi yöntemleri önerilmiştir. Bilindiği gibi, bikuadratik genel transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (8.11)$$

biçimindedir. Bu transfer fonksiyonunu sağlayan genel devre yapısı Şekil-8.12'de verilmiştir.



Şekil-8.12. İkinci dereceden transfer fonksiyonunu gerçekleyen genel OTA-C aktif süzgeç yapısı.

Bu devrede tasarım eşitlikleri

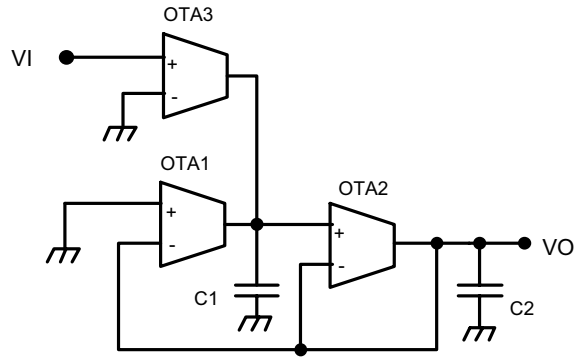
$$\begin{aligned} \frac{g_{m1}}{C_1} &= \frac{b_0}{b_1} \\ \frac{g_{m2}}{C_2} &= \frac{b_1}{a_2} \\ \frac{g_{m3}}{g_{m4}} &= a_2 \\ \frac{g_{m5}}{C_1} &= \frac{a_0}{b_1} \\ \frac{g_{m6}}{C_2} &= \frac{a_1}{a_2} \end{aligned} \quad (8.12)$$

Tablo-8.1. Şekil-8.13'deki süzgeçlerin transfer fonksiyonları ve eleman bağıntıları

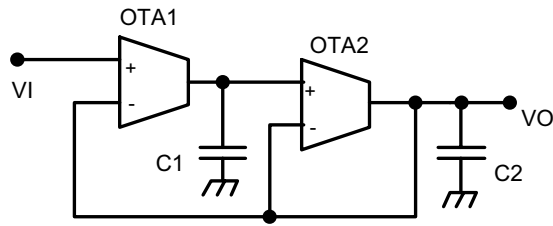
Süzgeç	Transfer fonksiyonu	Eleman değerleri
Şekil-8.13a Alçak geçiren	$\frac{a_0}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$ $\frac{g_{m2}}{C_2} = b_1$ $\frac{g_{m3}}{C_1} = \frac{a_0}{b_1}$
Şekil-8.13b Alçak geçiren	$\frac{a_0}{s^2 + b_1s + b_0}$	$a_0 = b_0$, $\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$, $\frac{g_{m2}}{C_2} = b_1$
Şekil-8.13c Band geçiren	$\frac{a_1s}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$ $\frac{g_{m2}}{C_2} = b_1$ $\frac{g_{m3}}{C_2} = a_1$
Şekil-8.13d Yüksek geçiren	$\frac{a_2s^2}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$ $\frac{g_{m3}}{g_{m4}} = a_2$ $\frac{g_{m2}}{C_2} = \frac{b_1}{a_2}$
Şekil-8.13e Band geçiren	$\frac{a_1s + a_0}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$ $\frac{g_{m2}}{C_2} = b_1$ $\frac{g_{m3}}{C_1} = \frac{a_0}{b_1}$, $\frac{g_{m4}}{C_2} = a_1$
Şekil-8.13.f Band geçiren	$\frac{a_1s + a_0}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$ $\frac{g_{m2}}{C_2} = b_1$ $a_1 = \frac{b_0}{b_1}$, $a_0 = b_0$
Şekil-8.13g Band söndüren	$\frac{a_2s^2 + a_0}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$ $\frac{g_{m2}}{C_2} = \frac{b_1}{a_2}$ $a_0 = b_0$, $\frac{g_{m3}}{g_{m4}} = a_2$
Şekil-8.13h Band söndüren	$\frac{a_2s^2 + a_0}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$ $\frac{g_{m2}}{C_2} = \frac{b_1}{a_2}$ $\frac{g_{m5}}{C_1} = \frac{a_0}{b_1}$ $\frac{g_{m3}}{g_{m4}} = a_2$
Şekil-8.13i Tümgeçiren	$\frac{s^2 + b_1s + b_0}{s^2 + b_1s + b_0}$	$\frac{g_{m1}}{C_1} = \frac{b_0}{b_1}$, $\frac{g_{m2}}{C_2} = \frac{b_1}{a_2}$, $\frac{g_{m5}}{C_2} = b_1$, $\frac{g_{m3}}{g_{m4}} = 1$

biçimindedir. Bu bağımlılarda g_{mi} büyüklükleri i.ci OTA'nın eğimini göstermektedir.

Şekil-8.12'deki genel yapıya dayanan ve minimum sayıda OTA içeren çeşitli tipten ikinci derece aktif OTA-C süzgeci yapıları Şekil-8.13'de gösterilmiştir. Bu süzgeç yapılarına ilişkin transfer fonksiyonları ve tasarım büyüklükleri de Tablo-8.1'de belirtilmiştir.

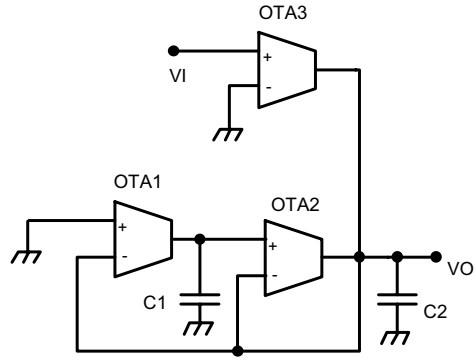


(a) alçak geçiren süzgeç: $a_0 \neq b_0$

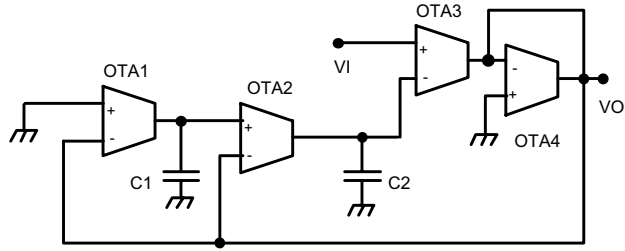


(b) alçak geçiren süzgeç: $a_0 = b_0$

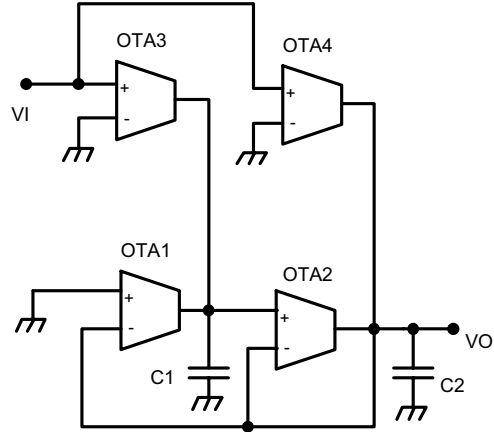
8.15



(c) band geçiren süzgeç

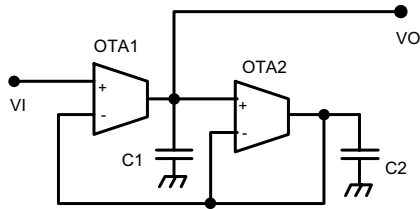


(d) yüksek geçiren süzgeç

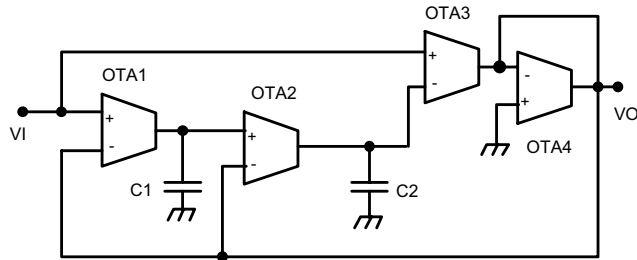


(e) band geçiren süzgeç

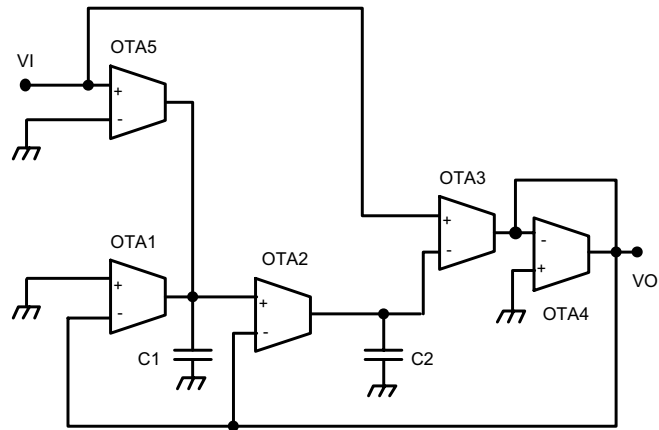
8.16



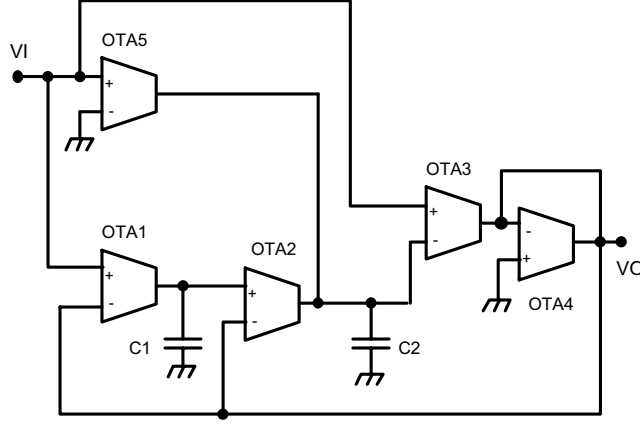
(f) band geçiren süzgeç



(g) band söndüren süzgeç $a_0 = b_0$



(h) band söndüren süzgeç $a_0 \neq b_0$



(i) tümgeçiren süzgeç

Şekil-8.13. OTA-C alçak geçiren, band geçiren, yüksek geçiren, band söndüren ve tüm geçiren aktif süzgeç yapıları.

Giriş işareti genliğini kısıtlayan etkenler

OTA-C süzgeçleri gerçekleştirilirken, giriş işareti seviyesinin belirlenmesi de önemli bir etken olarak kendini gösterir. Pratikte, bir OTA yapısı, çıkış işareti belirli değerlere ulaştığında, lineer olarak çalışmaz. Bir OTA'nın çıkış gerilimi seviyesi doymaya gittiğinde, o OTA'nın çıkışından kırılmış bir işaret alınır. Yine, bir OTA'nın çıkış akımının doyması durumunda da, OTA aktif süzgeçlerde olduğu gibi kapasitif yükte çalıştırılıyorsa, yükselme eğimi problemi ortaya çıkar ve çıkıştan testeredişi biçimli bir işaret elde edilir.

Bu bölümde, çıkışta kırılma ve yükselme eğimi problemi oluşmaksızın, aktif süzgeç girişine uygulanabilecek maksimum giriş işareti seviyesinin ne şekilde belirlenebileceği ele alınacaktır.

Lineer çalışma bölgesi için giriş işareti seviyesi, tasarımcının belirlediği bir $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ frekans bandı içinde

$$\begin{aligned} |V_k| &\leq V_{ks} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n \\ |I_k| &\leq I_{ks} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (8.13)$$

şartı sağlanacak biçimde olmalıdır. Burada n büyüklüğü, tasarımda kullanılacak OTA'ların sayısını göstermektedir.

$$V_k = V_k(j\omega) \text{ ve } I_k = I_k(j\omega)$$

büyüklükleri k . cı OTA'nın çıkışındaki gerilim ve akım fazörlerini belirtmektedir. Devredeki tüm OTA'ların birbirinin eşi olmaları ve aynı kutuplama akımıyla kutuplanmaları durumunda bu sınır değerler her OTA için birbirine eşit olur; başka bir deyişle

$$\begin{aligned} V_{1s} &= \dots = V_{ns} = V_s \\ I_{1s} &= \dots = I_{ns} = I_s \end{aligned}$$

yazılabilir. Bu şartlar giriş işareti genliği cinsinden ifade edilirse

$$\begin{aligned} |V_i| \cdot |H_k| &\leq V_{ks} = V_s \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n \\ |V_i| \cdot |Y_k| &\leq I_{ks} = I_s \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (8.14)$$

bulunur. Bu bağıntılarda V_i büyüklüğü, süzgecin giriş geriliminin genliğidir. $H_k = H_k(j\omega)$ büyüklüğü, girişten k .cı OTA'nın çıkışına kadar olan transfer fonksiyonudur ve k .cı OTA'nın çıkış gerilimi fazörünün süzgecin giriş gerilimi fazörüne oranı olarak tanımlanır. $Y_k = Y_k(j\omega)$ ise transfer admitansı fonksiyonudur ve k .cı OTA'nın çıkış akımı fazörünün giriş gerilimi fazörüne oranı biçiminde tanımlanır.

Bütün bunlardan fark edilebileceği gibi, $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ frekans bandı içinde, giriş gerilimi genliğini sınırlayan $2n$ adet eşitsizlik bulunmaktadır:

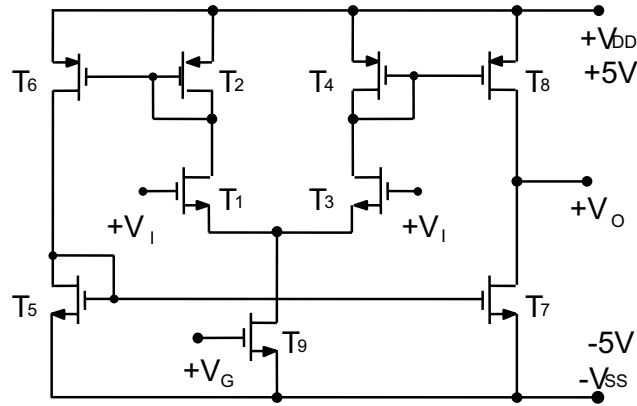
$$\begin{aligned} |V_i| &\leq \frac{V_s}{|H_k|} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n \\ |V_i| &\leq \frac{I_s}{|Y_k|} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, n \end{aligned}$$

Bu eşitsizliklerin ortak çözümü, çıkışta kırılma ve yükselme eğimi problemi oluşmaksızın girişe uygulanabilecek maksimum giriş gerilimi genliğini verecektir:

$$|V_i|_{maks} = \min\left(\frac{V_s}{|H_k(j\omega)|_{maks}}, \frac{I_s}{|Y_k(j\omega)|_{maks}}\right), k = 1..n \quad (8.15)$$

Bu bağıntılarda $|H_k|_{maks}$ ve $|Y_k|_{maks}$ büyüklükleri $|H_k|$ ve $|Y_k|$ fonksiyonlarının $\omega \in [\omega_1, \omega_2]$ frekans bandı içinde alabilecekleri maksimum değerlerini göstermektedir.

Maksimum giriş genliğinin ne şekilde belirlenebileceği bir Butterworth alçak geçiren süzgeci ve transfer fonksiyonunun paydası birinci örnekle aynı olan bir tümgeçiren süzgeç (faz dengeleyici) üzerinde gösterilecektir.



Şekil-8.14. OTA-C süzgeci gerçekleştirilmesinde kullanılan simetrik OTA yapısı.

Tablo-8.2. Simetrik OTA'da transistör boyutları

Transistör	W(μm)	L(μm)
T1	30	3
T2	12	3
T3	30	3
T4	12	3
T5	12	3
T6	36	3
T7	12	3
T8	36	3
T9	45	3

İlk önce, kesim frekansı 3 MHz olan bir Butterworth alçak geçiren süzgeci ele alınsın. (Şekil-8.13b). Bu süzgece ilişkin tasarım eşitliklerinden hareket edilirse

$$C_1 = 100 \text{ pF} , C_2 = 50 \text{ pF}$$

şeklinde seçilen kapasite değerleri için OTA'ların eğimleri

$$g_{m1} = g_{m2} = 1,33 \text{ mA/V}$$

olarak belirlenebilir. OTA'lar simetrik CMOS OTA olarak gerçekleştirilsin. Simetrik CMOS OTA yapısı Şekil-8.14'de tekrar verilmiştir. Eleman boyutları Tablo-8.2'de görülmektedir. $\pm 5V$ 'luk besleme gerilimlerinde, istenen eğim değerinin elde edilebilmesi için, OTA'nın kontrol girişine $V_{GG} = -3.24V$ 'luk bir gerilim uygulanması gerekeceği, SPICE simülasyonu ile bulunmuştur. OTA'nın doyma akımının ve doyma geriliminin OTA eğimine ne şekilde bağlı olduğu Şekil-8.15 ve Şekil-8.16'da gösterilmiştir. Bu eğrilerden yararlanılırsa

$$V_s = 3,27V \text{ ve } I_s = 560 \mu A$$

bulunur. Öte yandan, seçilen süzgeç topolojisi için gerilim transfer fonksiyonu ve transfer admitans fonksiyonu

$$H_1 = \frac{V_1}{V_I} = \left(1 + j\omega \frac{Q_p}{\omega_p} \right) H_2(j\omega)$$

$$H_2 = \frac{V_2}{V_I} = \frac{\omega_p^2}{(j\omega)^2 + \left(\frac{\omega_p}{Q_p}\right)(j\omega) + \omega_p^2}$$

$$Y_1 = \frac{I_1}{V_I} = g_m \cdot (1 - H_2)$$

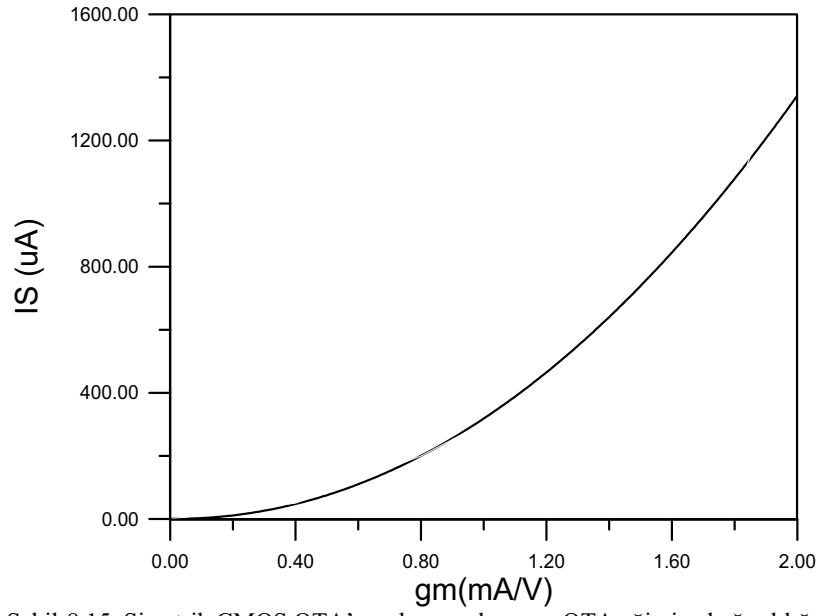
$$Y_2 = \frac{I_2}{V_I} = g_m \cdot (H_1 - H_2)$$

biçimindedir. Bu fonksiyonlar kullanılırsa, geçirme bandı için

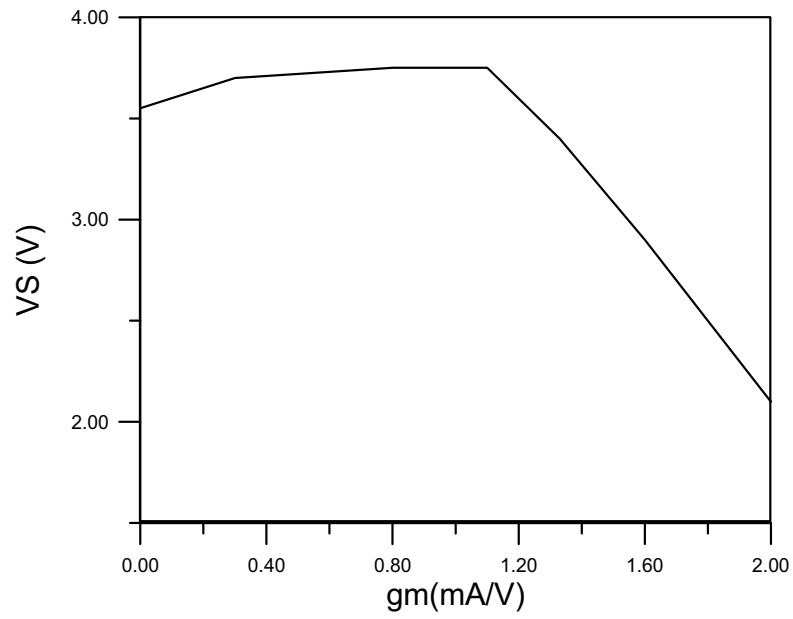
$$\begin{aligned} |H_1(j\omega)|_{maks} &= 1.029 \\ |H_2(j\omega)|_{maks} &= 1 \\ |Y_1(j\omega)|_{maks} &= 1632 \mu A / V \\ |Y_2(j\omega)|_{maks} &= 666 \mu A / V \end{aligned}$$

elde edilir. Bütün bunların biraraya getirilmesiyle, giriş işareti genliğinin maksimum değeri için

8.21



Şekil-8.15. Simetrik CMOS OTA'nın doyma akımının OTA eğimine bağımlılığı



Şekil-8.16. Simetrik CMOS OTA'nın doyma geriliminin OTA eğimine bağımlılığı

$$|V_I|_{maks} = \min(3.18, 3.27, 0.34, 0.84)$$

$$|V_I|_{maks} = 0.34V$$

elde edilir.

Seçilen ikinci örnek, Şekil-8.13'de en sonda yer alan tümgeçiren süzgeç yapısıdır. Bu yapı için aynı incelemeler tekrarlanırsa, giriş işaretinin maksimum genlik değeri için

$$|V_I|_{maks} = 0.21V$$

bulunur.

Bu iki örnek, kutup frekansının yüksek olması nedeniyle, uygulanabilecek maksimum giriş işareti genliğinin birinci derecede yükselme eğimi etkisiyle sınırlandırılmış göstermektedir. İlk örnekteki son iki terim ve ikinci örnekteki son beş terim, önceki terimlere göre önemli ölçüde düşük değerli olmaktadır.

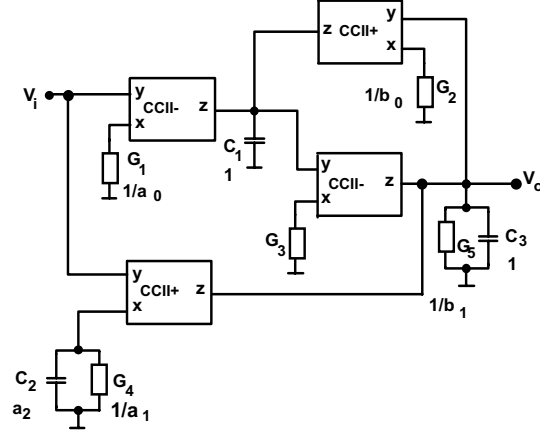
8.4. Akım taşıyıcı ile gerçekleştirilen aktif süzgeç yapıları

Akım taşıyıcı ve C elemanları kullanılarak akım ve gerilim modlarında

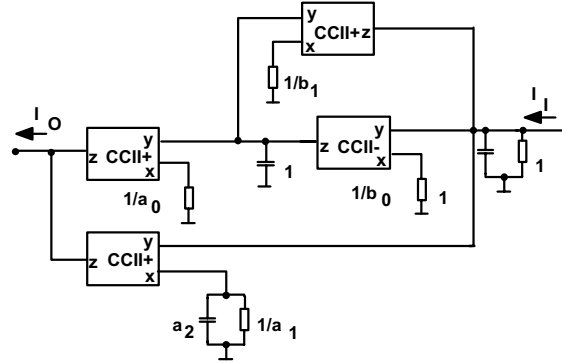
$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{I_O}{I_{IN}} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (8.16)$$

transfer fonksiyonu gerçekleştirilebilir. Gerilim transfer fonksiyonu için **Tek ve Anday** tarafından 1989'da önerilen genel ikinci derece transfer fonksiyonunu gerçekleştiren devre Şekil-8.17'de verilmiştir.

Akım transfer fonksiyonunu gerçekleştirmek için ise Şekil-8.18'deki yapı kullanılmaktadır.



Şekil-8.17. İkinci dereceden transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel akım taşıyıcı-RC aktif süzgeç yapısı.



Şekil-8.18. İkinci dereceden akım transfer fonksiyonunu gerçekleştiren genel akım taşıyıcı-RC aktif süzgeç yapısı.

KAYNAKLAR

- [1] H. Kuntman, Analog tümdevre tasarımı, Sistem yayınları, İstanbul, 1992.
- [2] H. Kuntman, Analog MOS tümdevre tasarımı (Endüstri Semineri Notu), İTÜ İleri Elektronik Teknolojileri Araştırma Geliştirme Vakfı (ETA), Uygulamaya özgü tümdevre teknolojileri yaz okulu notları, İstanbul, 1993.

- [3] H. Kuntman, İleri analog tümdevre tasarımı: Analog devreler, (Endüstri Semineri Notu), İTÜ İleri Elektronik Teknolojileri Araştırma Geliştirme Vakfı (ETA), İstanbul, 1994.
- [4] E.S. Sinencio, R.L.Geiger, H.N. Lozano, Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structure, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol 37, No 2, February 1990.
- [5] H. Kuntman, Simple and accurate nonlinear OTA macromodel for simulation of OTA-C active filters, Int. J. of Electronics, 77, pp. 993-1006, 1994.
- [6] P.E. Allen and D.R. Holberg, CMOS analog circuit design, Holt, Rinehart and Winston Inc., New York, 1987.
- [7] C.Acar, F.Anday, H. Kuntman, On the realization of OTA-C filters, Int. Journal of Circuit Theory and Applications, Vol 21, pp.331-341, 1993.
- [8] H. Sedef, Akım taşıyıcı kullanılarak aktif devre sentezinde yeni olanaklar, Doktora Tezi, YTÜ FBE, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği ABD., 1994.
- [9] H. Tek, F. Anday, Voltage transfer function synthesis using current conveyors, Electronics Letters, 25, 1552-1553, 1989.
- [10] R. Köprü, A.N. Gönülenen, H. Kuntman, Multiloop feedback bandpass OTA-C filters using quads, Proc. 12th European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD 95), Vol.2, pp.607-610, 27-31 August, İstanbul, 1995. 1995.
- [11] C. Acar, H. Kuntman, Voltage transfer function synthesis using current conveyors, Electronics Letters, 32, 1462-1462, 1996.
- [12] C. Acar, Elektrik Devrelerinin Analizi, İTÜ yayını, 1995